

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 102 52 300.2

Anmeldetag: 11. November 2002

Anmelder/Inhaber: Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, München/DE

Bezeichnung: Verfahren und Vorrichtung zum Bestimmen einer Rauschgröße eines elektronischen Messobjekts

Priorität: 28.06.2002 DE 102 29 127.6

IPC: G 01 R 29/26

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 27. Mai 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Hiebinger

Verfahren und Vorrichtung zum Bestimmen einer Rauschgröße eines elektronischen Meßobjekts

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung
5 zum Bestimmen einer Rauschgröße eines elektronischen Meßobjekts.

Aus der DE 41 22 189 A1 ist ein Verfahren und eine Vor-
richtung zum Bestimmen der Rauschtemperatur eines elektro-
10 nischen Meßobjekts bekannt. Im Gegensatz zu der bis dahin
üblichen Vorgehensweise wird nicht eine Rauschquelle
sondern ein Sinussignal in das Meßobjekt eingespeist und
mittels eines Pegelmessers die Leistung gemessen. Die
Sinussignalquelle ist zwischen zwei Leistungspegeln
15 umschaltbar. Diese eingespeisten Leistungspegel P_1 und P_2
sind mit hoher Genauigkeit bekannt. Während einer Kali-
brierung werden zunächst die Eigenrausch-Leistungspegel
 P_{1K} und P_{2K} des Pegelmessers gemessen, indem die Sinus-
signalquelle ohne Zwischenschaltung des Meßobjekts direkt
20 an dem Pegelmesser angeschlossen wird. Dabei werden an den
Pegelmesser die beiden umschaltbaren Leistungspegel P_1 und
 P_2 der Sinussignalquelle angelegt. Während der eigent-
lichen Messung werden die gleichen Leistungspegel P_1 und
 P_2 an den Eingang des Meßobjekts angelegt und der Ausgang
25 des Meßobjekts wird mit dem Pegelmesser verbunden, wobei
mit dem Pegelmesser dann die zugehörigen Leistungspegel
 P_{1M} und P_{2M} gemessen werden.

In dem Patentanspruch 1 der DE 41 22 189 A1 ist eine
30 Formel zur Berechnung der Rauschtemperatur T_M in
Abhängigkeit dieser Meßgrößen angegeben. Im Zähler dieser
Formel treten die Differenzen $P_{2M} - P_{2K}$ und $P_{1K} - P_{1M}$ auf.
Mit dem Pegelmesser wird jeweils die Summe der
Rauschleistung und der Leistung des dem Rauschsignal
35 überlagerten Sinussignals gemessen. Die vorstehend
genannten Differenzen sind solange deutlich von Null
verschieden, solange das Sinussignal und das Rauschsignal
ungefähr den gleichen Pegel haben. Dominiert jedoch das
Sinussignal in dem überlagerten Signalgemisch, so sind die

Differenzen kaum noch von Null verschieden, da die bei der Kalibrierung und bei der eigentlichen Messung gemessenen Leistungspegel sich gerade in dem Rauschsignalanteil unterscheiden. Dieser Unterschied ist jedoch bei der Differenzbildung aufgrund des dominierenden Sinussignalanteils nicht mehr auswertbar. Das in der DE 41 22 189 A1 beschriebene Verfahren eignet sich deshalb nur dann, wenn der Leistungsanteil des Sinussignals in der Größenordnung der Rauschleistung liegt.

10

In der Praxis besteht jedoch das Bedürfnis, Meßobjekte im angeregten Zustand zu vermessen. Beispielsweise interessiert die Rauschtemperatur eines Verstärkers nicht nur im Stand-by-Betrieb, sondern vor allem auch bei hoher Aussteuerung, wie er im praktischen Betrieb des Verstärkers vorkommt. Dazu ist es notwendig, das Meßobjekt, beispielsweise den Verstärker, mit einem Sinussignal mit relativ großem Pegel anzusteuern, um das Meßobjekt für diese Messung ausreichend auszusteuern. Derartige Messungen sind aber mit dem in der DE 41 22 189 A1 beschriebenen Verfahren aus den oben dargelegten Gründen nicht möglich.

25

Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Bestimmen einer Rauschgröße eines elektronischen Meßobjekts anzugeben, welches eine Bestimmung der Rauschgröße auch bei hoher Ansteuerung des Meßobjekts ermöglicht.

30

Die Aufgabe wird bezüglich des Verfahrens durch die Merkmale des Anspruchs 1 und bezüglich der Vorrichtung durch die Merkmale des Anspruchs 7 gelöst.

35

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß es vorteilhaft ist, den Sinus-Leistungspegel und den Rauschleistungspegel bei der Rauschmessung getrennt zu erfassen. Dies ermöglicht eine wesentlich genauere Messung sowohl der Rauschgrößen, beispielsweise der Rauschtemperatur, als auch eine gleichzeitige Messung des Verstärkungsfaktors

des Meßobjekts. Besonders vorteilhaft ist, daß das Meßobjekt auch bei Anregung mit einem Sinussignal relativ hohen Pegels gemessen werden kann. Beispielsweise kann die Rauschzahl eines Verstärkers im voll ausgesteuerten
5 Zustand gemessen werden.

In den Unteransprüchen sind vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung angegeben.

- 10 Der Sinus-Leistungspegel kann durch arithmetische Mittelwertbildung der Abtastwerte und anschließendes Quadrieren des Betrags des arithmetischen Mittelwerts gewonnen werden. Der Rausch-Leistungspegel kann hingegen durch
15 arithmetische Mittelwertbildung der Betrags-Quadrate der Abtastwerte und anschließende Subtraktion des Sinus-Leistungspegels gewonnen werden.

- Vorteilhaft ist auch eine Schätzung und Korrektur einer möglichen Abweichung der Frequenz des in das Meßobjekt
20 eingespeisten Sinussignal von der Frequenz eines in dem Pegelmesser vorhandenen, bei der Signalumsetzung verwendeten lokalen Oszillators. Üblicherweise hat der lokale Oszillator des Pegelmessers einen Frequenzversatz gegenüber der externen Sinussignalquelle. Dieser
25 Frequenzversatz kann entsprechend korrigiert werden.

- Die Rauschtemperatur kann mittels den in den Unteransprüchen angegebenen Formeln aus den Sinus-Leistungspegeln und Rausch-Leistungspegeln entweder direkt oder
30 durch Berücksichtigung einer vorausgehenden Kalibrierung bestimmt werden.

- Die Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher beschrieben. In der Zeichnung zeigen:
35

Fig. 1 ein Blockschaltbild zur Erläuterung der Definition der Rauschzahl;

- Fig. 2 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der Definition der Rauschtemperatur;
- 5 Fig. 3 ein Signalmodell zur Erläuterung der Rauschmessung;
- Fig. 4 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der Y-Faktormessung;
- 10 Fig. 5 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der Kalibrierung;
- Fig. 6 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der kalibrierten Messung beim Stand der Technik;
- 15 Fig. 7 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der erfindungsgemäßen Messung ohne Kalibrierung;
- Fig. 8 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der erfindungsgemäßen Kalibrierung;
- 20 Fig. 9 ein Ersatzschaltbild zur Erläuterung der erfindungsgemäßen Messung mit Kalibrierung;
- 25 Fig. 10 ein Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Meßvorrichtung;
- Fig. 11 ein detaillierteres Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Meßvorrichtung; und
- 30 Fig. 12 eine Darstellung des 99%-Vertrauensintervalls von \hat{P}_{noise} als Funktion der Anzahl N der Abtastwerte.
- 35 Bevor auf das erfindungsgemäße Meßverfahren und die erfindungsgemäße Meßvorrichtung eingegangen wird, werden nachfolgend zum besseren Verständnis der Erfindung einige Grundlagen der Rauschmessung und die Vorgehensweise beim Stand der Technik anhand der Fig. 1 bis 6 erläutert. Ein

Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Meßvorrichtung wird dann unter Bezugnahme auf die Fig. 10 und 11 erläutert. Fig. 12 veranschaulicht die hohe Meßgenauigkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens. Die Auswertung bei dem erfindungsgemäßen Meßverfahren wird dann nachfolgend anhand der Fig. 7 bis 9 beschrieben.

Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild zur Erläuterung der Definition der Rauschzahl, die zusammen mit der Rauschtemperatur als eine von möglichen Rauschgrößen zur Beschreibung eines Rauschmodells dient. Bei dem in Fig. 1 dargestellten Blockschaltbild wird von einer Signalquelle 1 entweder ein Nutzsignal P_{S1} oder ein Rauschsignal P_{R1} in ein Meßobjekt (DUT = Device Under Test) 2 eingespeist. Bei dem Nutzsignal kann es sich beispielsweise um ein Sinus-signal handeln. Das Nutzsignal P_{S2} am Ausgang des Meßobjekts 2 und das Rauschsignal P_{R2} am Ausgang des Meßobjekts 2 wird durch ein Meßgerät 3, das auch als Analysator oder Pegelmesser bezeichnet werden kann, gemessen. Dabei ist zu beachten, daß die Größen P_{S1} , P_{R1} , P_{S2} und P_{R2} jeweils Leistungspegel bezeichnen.

Die Rauschzahl F des Meßobjekts (DUT) ist definiert als:

$$F = \frac{\text{Signal - Rauschverhältnis(Meßobjekteingang)}}{\text{Signal - Rauschverhältnis(Meßobjektausgang)}} = \frac{P_{S1} / P_{R1}}{P_{S2} / P_{R2}} \quad (1)$$

Daraus ergibt sich das Rauschmaß $NF = 10 * \log_{10} (F)$ [dB].

Um die Rauschzahl praktisch bestimmen zu können, wird von dem in Fig. 2 dargestellten Rauschmodell ausgegangen. Ein rauschendes Meßobjekt 2a wird durch ein rauschfreies ideales Meßobjekt 2b mit einer Rauschquelle 4 am Eingang, das die Rauschtemperatur T_{DUT} hat, ersetzt.

Da das Rauschen eines Meßobjekts 2 thermischer Natur ist, kann es durch eine sogenannte Rauschtemperatur modelliert

werden. Die Rauschleistung läßt sich aus der Rauschtemperatur folgendermaßen berechnen:

$$P_{DUT} = k \cdot T_{DUT} \cdot B_{DUT} \quad \text{mit } k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K} \\ (= \text{ Boltzmann-Konstante}) \quad (2)$$

Die Leistungen in Fig. 1 ergeben sich damit zu:

$$\begin{aligned} P_{S1} &= \text{Nutzsignal} \\ P_{S2} &= P_{S1} \cdot G_{DUT} \\ P_{R1} &= k \cdot T_{\text{Rauschsignal}} \cdot B_{\text{Rauschsignal}} \quad \text{mit } T_{\text{Rauschsignal}} = T_0 \\ P_{R2} &= (P_{R1} + k \cdot T_{DUT} \cdot B_{DUT}) \cdot G_{DUT} \quad \text{mit } B_{\text{Rauschsignal}} > B_{DUT} \end{aligned}$$

Zu den Definitionen der physikalischen Größen wird auf Fig. 2 verwiesen.

Mit der gegebenen Definition errechnet sich daraus die Rauschzahl F:

$$F_{DUT} = \frac{T_{DUT} + T_0}{T_0} \quad \text{mit } T_0 = 290 \text{ K} \quad (3)$$

Um Rauschzahlen vergleichen zu können, wird eine Umgebungstemperatur von $T_0 = 290 \text{ K}$ als Bezugstemperatur verwendet. Die Annahme, daß die Rauschleistung P_{R1} einer Rauschtemperatur von T_0 entspricht, ist die modellhafte Betrachtung, daß das Meßobjekt (DUT) 2 am Eingang das Umgebungsrauschen vorliegen hat.

Fig. 3 zeigt ein Signalmodell der Rauschmessung. Eine kombinierte Sinussignal- und Rauschsignal-Quelle 1 ist über das Meßobjekt 2 mit dem Meßgerät 3 verbunden. Wenn vor der eigentlichen Messung eine Kalibrierung vorgenommen wird, wird das Meßobjekt 2, wie durch die gestrichelte Linie 5 angedeutet, bei der Kalibrierung überbrückt. In dem Ersatzschaltbild des Meßobjekts 2 wird in einem Addierer 6 das Rauschen des Meßobjekts 2 addiert und dann zusammen mit dem Eingangssignal durch Multiplikation mit dem Verstärkungsfaktor G_{DUT} in dem Multiplizierer 7

verstärkt. Das Meßgerät, bzw. der Pegelmesser, 3 wird in ähnlicher Weise modelliert. Das Eigenrauschen des Meßgeräts wird in einem Addierer 8 addiert und das Summensignal wird durch Multiplikation mit dem Verstärkungsfaktor G_{MESS} in dem Multiplizierer 9 verstärkt. Die Meßbandbreite des Meßgeräts wird durch den Tiefpaß 10 mit der Bandbreite $B_{eff} = B_{MESS} < B_{DUT}$ modelliert, wobei B_{eff} die effektive Bandbreite, B_{MESS} die Meßbandbreite und B_{DUT} die Bandbreite des Meßobjekts 2 bedeuten. Das Meßgerät bzw. der Pegelmesser 3 liefert den Leistungspegel P_M .

Dies kann mathematisch wie folgt beschrieben werden:

$$T_{hot} = \left(10^{\frac{ENR}{10}} + 1 \right) \cdot T_0$$

$$F_{DUT} = \frac{T_{DUT} + T_0}{T_0} \quad \text{und} \quad NF_{DUT} = 10 \cdot \log_{10}(F) \quad (4)$$

mit

20

T_0	Bezugstemperatur (290 K)
F	Rauschzahl (linear)
NF	Rauschzahl (logarithmisch)
ENR	Rauschleistung der Rauschquelle (log.; auf T_0 bezogen)
T_{DUT}	Eigenrauschtemperatur des Meßobjekts 2
T_{cold}	Temperatur der ausgeschalteten Rauschquelle (Umgebungstemperatur)
T_{hot}	Temperatur der eingeschalteten Rauschquelle

30

Alle Rauschleistungen werden als lineare Meßwerte verwendet. Nachfolgend wird ein allgemeines Signalmodell der Rauschmessung angegeben, mit dem alle Meßfälle abgedeckt werden können.

35

Allgemein gilt:

$$P_{REF} = k \cdot B_{eff} \cdot T_{REF} \quad (5)$$

(es wird nur die Bandbreite betrachtet, die das Meßgerät 3 sieht) und

$$P_M = P_{CAL} \text{ oder } P_{Mess} \quad (6)$$

(jeweils mit ein- bzw. ausgeschalteter Referenzquelle)

Die Bandbreite des Meßobjekts 2 kann bei dieser Betrachtung entfallen, da die Bandbreite des Meßgerätes 3 in der Regel kleiner ist. Die Rausch- bzw. Sinusquelle wird als Referenzquelle bezeichnet, da deren Pegel als genau bekannt vorausgesetzt wird. Bei Anwendung der bisherigen Betrachtungen läßt sich leicht erkennen, daß bei der Kalibrierung mit zwei unterschiedlichen Referenzpegeln die Meßgrößen T_{Mess} und G_{Mess} bestimmt werden. Bei der anschließenden Messung (wieder mit zwei unterschiedlichen Referenzpegeln) werden dann die Größen T_{DUT} und G_{DUT} bestimmt.

Bei Verwendung eines Sinus-Signals als Referenzquelle muß zur Messung der Summenleistung von Sinus- und Rauschsignal im Meßgerät ein RMS (Root Mean Square)-Detektor verwendet werden.

Die Meßgenauigkeit der interessierenden Rauschleistung wird mit Vergrößerung des Signal-Rausch-Verhältnisses S/N (zwischen Sinus- und Rauschsignal) verschlechtert. Dieser Sachverhalt wird nachfolgend veranschaulicht: In den folgenden Beispielen wird der Pegelquotient der Summe von Rauschleistung und Generatorpegel zum Generatorpegel für verschiedene Generator-Pegelwerte berechnet. Die Rauschleistung wird konstant gehalten.

Beispiel 1: (Meßfall entsprechend Patentanmeldung DE 41 22 189 A1)

Rauschleistung = -110dBm

Generatorpegel = -100dBm

Gesamtleistung = -110dBm + -100dBm = -99,6dBm

⇒ Leistungsdifferenz $\approx 0,4$ dB

Beispiel 2:

Rauschleistung = -110dBm

5 Generatorpegel = -80dBm

Gesamtleistung = -110dBm + -80dBm = -79,996dBm

⇒ Leistungsdifferenz $\approx 0,004$ dB

Beispiel 3:

10 Rauschleistung = -110dBm

Generatorpegel = -10dBm

Gesamtleistung = -110dBm + -10dBm = -9,9999999996dBm

⇒ Leistungsdifferenz $\approx 0,0000000004$ dB

15 Die erreichte Genauigkeit der Leistungsmessung ist von der Beobachtungslänge bestehend aus N Abtastwerten abhängig. Dieser Fehler muß wesentlich kleiner als die zu bestimmende Leistungsdifferenz sein (siehe Beispiele 1 bis 3). Man erkennt, daß eine Messung mit den in Beispiel 1
20 verwendeten Leistungspegeln nach dem Stand der Technik (DE 41 22 189 A1) gut durchführbar ist, da die Pegeldifferenz mit ca. 0,4 dB gut meßbar ist. Die Beispiele 2 und 3 sind mit der Auswertung nach DE 41 22 189 A1 nur ungenau bzw. nicht mehr technisch sinnvoll durchführbar.

25

Fig. 4 zeigt die Vorgehensweise bei der sogenannten Y-Faktormessung. Dabei wird das als solches rauschfrei angenommene Meßobjekt 2, das am Eingang mit einer Rauschquelle 4 der Rauschtemperatur T_{DUT} versehen ist, und das
30 als solches rauschfrei angenommene Meßgerät 3, das am Eingang mit einer Rauschquelle 11 mit der Rauschtemperatur T_M beaufschlagt ist, zu einem rauschfreien System 12 zusammengefaßt, an dessen Eingang sich die Rauschquelle 13 mit der Rauschtemperatur T_{ges} befindet.

35

Die Annahme bei dieser Messung ist: Es wird das Eigenrauschen des Meßgerätes 3 vernachlässigt, d.h. es wird angenommen bzw. vorausgesetzt, daß das Rauschen des Meßobjekts (DUT) 2 sehr viel größer als das Rauschen des

Meßgerätes 3 ist ($T_{DUT} \approx T_{ges}$). Dies ist immer der Fall, wenn die Verstärkung des Meßobjekts (DUTs) 2 ausreichend groß ist.

5 In den nachfolgenden Formeln bedeuten:

	P_{cold}	Gemessene Rauschleistung bei ausgeschalteter Rauschquelle
10	P_{hot}	Gemessene Rauschleistung bei eingeschalteter Rauschquelle
	G_{DUT}	Verstärkung des Meßobjekts 2
	B_{DUT}	Bandbreite des Meßobjekts 2
	B_M	Bandbreite des Meßgerätes 3
15	G_M	Verstärkung des Meßgerätes 3 (üblicherweise ≈ 1 ; entspricht der Pegel-Meßgenauigkeit)

$$P_{hot} = k \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) \cdot B_M \cdot (T_{hot} + T_{ges}) \quad (7)$$

$$P_{cold} = k \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) \cdot B_M \cdot (T_{cold} + T_{ges}) \quad (8)$$

20 Damit ergibt sich:

$$T_{Ges} = \frac{T_{hot} - Y \cdot T_{cold}}{Y - 1} \approx T_{DUT} \quad (9)$$

mit

$$Y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}} \quad (= \text{"Y-Faktor"}) \quad (10)$$

25

Die Fig. 5 und 6 veranschaulichen die Messung mit vorhergehender Kalibrierung. Bei der in Fig. 5 dargestellten Kalibrierung werden zugehörig zu den Rauschtemperaturen T_{hot} und T_{cold} die Leistungspegel $P_{hot,CAL}$ und $P_{cold,CAL}$ gemessen. Bei der in Fig. 6 veranschaulichten Vermessung des Meßobjekts 2 kann wiederum das Meßobjekt 2 und das Meßgerät 3 zu dem Gesamtsystem 12 zusammengefaßt werden.

35 Mit

$P_{cold,CAL}$ Gemessene Rauschleistung mit ausgeschalteter Rauschquelle bei Kalibrierung

	$P_{cold,MESS}$	Gemessene Rauschleistung mit ausgeschalteter Rauschquelle bei Messung
	$P_{hot,CAL}$	Gemessene Rauschleistung mit eingeschalteter Rauschquelle bei Kalibrierung
5	$P_{hot,MESS}$	Gemessene Rauschleistung mit eingeschalteter Rauschquelle bei Messung
	G_{DUT}	Verstärkung des Meßobjekts 2
	B_{DUT}	Bandbreite des Meßobjekts 2
	G_M	Verstärkung des Meßgerätes 3
10	B_M	Bandbreite des Meßgerätes 3

gilt:

$$P_{hot,CAL} = k \cdot G_M \cdot B_M \cdot (T_{hot} + T_M) \quad (11)$$

$$P_{cold,CAL} = k \cdot G_M \cdot B_M \cdot (T_{cold} + T_M) \quad (12)$$

15

$$P_{hot,MESS} = k \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) \cdot B_M \cdot (T_{hot} + T_{ges}) \quad (13)$$

$$P_{cold,MESS} = k \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) \cdot B_M \cdot (T_{cold} + T_{ges}) \quad (14)$$

20 Die Rauschleistung des Gesamtsystems läßt sich folgendermaßen darstellen:

$$P_{Noise,ges} = \underbrace{k \cdot B_M \cdot T_{ges} \cdot (G_{DUT} \cdot G_M)}_{\text{System}} = \underbrace{k \cdot B_M \cdot T_{DUT} \cdot (G_{DUT} \cdot G_M)}_{\text{Meßobjekt}} + \underbrace{k \cdot B_M \cdot T_M \cdot G_M}_{\text{Meßgerät}}$$

$$T_{ges} = T_{DUT} + \frac{T_M}{G_{DUT}} \quad (15)$$

25 Mit den Formeln (11) bis (15) ergibt sich die Rauschtemperatur T_{DUT} und die Verstärkung G_{DUT} des Meßobjekts (DUTs) zu:

$$T_{DUT} = \frac{T_{hot} \cdot (P_{cold,MESS} - P_{cold,CAL}) - T_{cold} \cdot (P_{hot,MESS} - P_{hot,CAL})}{(P_{hot,MESS} - P_{cold,MESS})} \quad (16)$$

30

$$G_{DUT} = \frac{P_{hot,MESS} - P_{cold,MESS}}{P_{hot,CAL} - P_{cold,CAL}} \quad (17)$$

Bei Verwendung einer Sinus-Referenzquelle, wie in DE 41 22 189 A1 vorgeschlagen, gilt:

$$T_{\text{hot}} = \frac{P_1}{k \cdot B_M} ;$$

5 dabei gilt: P_1 = größere Sinus-Leistung \approx eingeschaltete Rauschquelle

$$T_{\text{cold}} = \frac{P_2}{k \cdot B_M} ;$$

dabei gilt: P_2 = kleinere Sinus-Leistung \approx ausgeschaltete
10 Rauschquelle

Diese Rausch-Temperaturen werden in die Formel (16) eingesetzt. Damit ergibt sich:

15

$$\begin{aligned} T_{DUT} &= \frac{1}{k \cdot B_M} \cdot \frac{P_1 \cdot (P_{\text{cold,MESS}} - P_{\text{cold,CAL}}) - P_2 \cdot (P_{\text{hot,MESS}} - P_{\text{hot,CAL}})}{(P_{\text{hot,MESS}} - P_{\text{cold,MESS}})} \\ &= \frac{1}{k \cdot B_M} \cdot \frac{P_1 \cdot (P_{\text{cold,MESS}} - P_{\text{cold,CAL}}) + P_2 \cdot (P_{\text{hot,CAL}} - P_{\text{hot,MESS}})}{(P_{\text{hot,MESS}} - P_{\text{cold,MESS}})} \end{aligned} \quad (18)$$

20 wird $P_{\text{hot,CAL}} = P_{1,K}$ bzw. $P_{\text{hot,MESS}} = P_{1,M}$ und $P_{\text{cold,CAL}} = P_{2,K}$ bzw. $P_{\text{cold,MESS}} = P_{2,M}$ und $B_s = B_M$ eingesetzt, so ergibt sich die Formel, die im Patentanspruch 1 der DE 41 22 189 A1 steht.

Auf der Basis der vorstehend erläuterten Grundlagen werden
25 nun das erfindungsgemäße Verfahren und die Unterschiede zu der bislang üblichen Vorgehensweise erläutert.

Das erfindungsgemäße Verfahren beruht darauf, daß zwei verschiedene Detektoren parallel arbeiten, um das Signal-
30 Gemisch auszuwerten. Dies ist in Fig. 10 veranschaulicht.

- Der eine Detektor 20 dient nur der Erfassung des Leistungspegel des Signalgemischs von Sinussignal und Eigenrauschen. Das Meßergebnis wird um so genauer, je

mehr gemittelt wird (z.B. mit RMS(Root Mean Square)-Detektor).

- 5 - Der andere Detektor 21 dient nur der Erfassung des Leistungspegel des Sinussignals aus dem Signalgemisch. Bei größerer Mittelungsdauer wird der Sinuspegel genauer gemessen (z.B. mit AVG(Average)-Detektor). Hier wird bei der Mittelung der Anteil des Eigenrauschens herausgemittelt, da das Eigenrauschen
10 des Meßobjekts 2 als statistisch unabhängig und gleichverteilt angenommen werden kann.

Durch die Verwendung von zwei unabhängigen parallel arbeitenden Detektoren 20 und 21 kann der Sinuspegel auch
15 sehr viel größer sein als das Eigenrauschen des Meßobjekts 2. Dies ist ein wichtiger Aspekt bei der praktischen Anwendung des Verfahrens, da einerseits sehr kleine, aber genaue Sinuspegel hohen Realisierungsaufwand darstellen und andererseits die Notwendigkeit entfällt, den
20 Sinuspegel für verschiedene Meßbandbreiten (entspricht unterschiedlich großem Eigenrauschen) immer neu anpassen zu müssen.

Die Messung dieser sehr geringen Leistungsunterschiede
25 wird durch die gleichzeitig Verwendung von AVG-Detektor 21 und RMS-Detektor 20 erreicht:

- 30 - Bei ausreichender Mittelungsdauer ermittelt der AVG-Detektor 21 nur den Pegel des Sinussignals, d.h. das Rauschen mittelt sich weg.
- Der RMS-Detektor 20 ermittelt die gesamte Leistung von Sinuspegel und Rauschen.

Die Rauschleistung wird durch die Differenzbildung der
35 Pegel der beiden Detektoren berechnet:

$$P_{Noise} = P_{RMS} - P_{AVG} \quad (19)$$

Es gilt dabei in Fig. 10: $P_{RMS} = P_1 + P_2$

$$P_{AVG} = P_1 \quad (20)$$

Da Pegeldifferenzen von mehr als 70 dB gemessen werden, ist es auch notwendig, daß die einzelnen Pegel P_{RMS} und P_{AVG} auf mehr als 10^{-7} genau gemessen werden können. Dadurch ergibt sich einerseits die Forderung an die hohe Linearität des Analog/Digital-Wandlers 23 und andererseits die Forderung nach einer genauen Darstellung der Meßergebnisse.

10

In Fig. 10 wird das stark vereinfachte Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Meßvorrichtung gezeigt. Der Sinus-Generator 1 erzeugt ein Sinussignal, welches in das Meßobjekt (DUT) 2 eingespeist wird. Am Ausgang des Meßobjekts (DUTs) 2 liegt das verrauschte Sinussignal vor. Das Ziel des Meßverfahrens ist die möglichst fehlerfrei Bestimmung von

1. der Leistung \hat{P}_{sin} des Sinussignals und
2. der Rauschleistung \hat{P}_{noise} innerhalb der Analyse-Bandbreite $B_{analyse} = B_M$

20

am Ausgang des Meßobjekts 2.

Hierzu wird das Ausgangssignal des Meßobjekts 2 in dem Pegelmesser 3 durch den Lokal-Oszillator 22 und den Mischer 24 auf die Zwischenfrequenz f_{zf} gemischt. Alle dazwischenliegenden Filter werden aus Vereinfachungsgründen nicht gezeigt. Danach folgt die Abtastung mit dem Analog/Digital-Wandler 23 mit der Abtastfrequenz $f_{a,in}$. Die Abtastfrequenz ist in der Regel wesentlich größer als die Analyse-Bandbreite $B_{analyse}$. Damit ist die Einhaltung des Abtasttheorems hinsichtlich der Analyse-Bandbreite immer erfüllt. Weiterhin sind die nicht dargestellten Analogfilter so dimensioniert, daß keine Aliasing-Effekte im interessierenden Rauschband auftreten. Nach der Analog/Digital-Umsetzung folgt die Mischung ins äquivalente Basisband durch Multiplikation in dem Multiplizierer 25 mit dem komplexen Drehzeiger $NCO = e^{-j\omega_{zf} \cdot kT_{a,in}}$. Danach erfolgt eine Tiefpaßfilterung mit dem

30

35

Filter 26, bevor das Signal mit den Detektoren 20 und 21 ausgewertet wird.

Fig. 11 zeigt ein etwas detailliertes Blockschaltbild, wobei bereits beschriebene Elemente mit übereinstimmenden Bezugszeichen versehen sind.

In der Regel werden alle Oszillatorfrequenzen aus einer gemeinsamen Referenz abgeleitet. Damit wird der Sinus exakt auf die Frequenz Null gemischt und erhält damit eine diskrete Spektrallinie bei der Frequenz $f=0$. Falls der Sinus extern eingespeist wurde, besitzt der (Nutz)-Drehzeiger noch einen Rest-Frequenzversatz Δf . In diesem Fall wird der Frequenzversatz in einem nachfolgenden Signalverarbeitungsblock geschätzt und erhält den Frequenzschätzwert $\hat{\Delta f}$. Nach der Mischung ins Basisband wird die Analysefilterung mit vorgebbaren Analyse-Bandbreite $B_{analyse}$ durchgeführt. Dieses Filter 26 hat u.a. die Aufgabe, den Spiegel durch die Mischung ins Basisband zu unterdrücken. Das Spektrum des Ausgangssignal besteht aus der diskreten Spektrallinie durch den Sinus bei der Frequenz Null und dem bandbegrenzten Rauschen, was in Fig. 10 schematisch gezeigt ist. Nach der Maximum-Likelihood-Theorie benötigt der optimale Schätzer (bzgl. dem Rauschanteil) nur unkorrelierte Abtastwerte (Samples). Folglich sollte die Abtastfrequenz in der Größenordnung

$$f_a = B_{analyse} \quad (21)$$

gewählt werden. Eine größere Abtastrate bringt keinen Gewinn hinsichtlich der optimalen Schätzung. Eine kleinere Abtastrate führt zwar auch zu unkorrelierten Abtastwerten, benötigt aber bei gleichgroßen Schätzfehlern eine entsprechend längere Meßzeit. Folglich kann nach der Filterung eine Abtastratenherabsetzung (Downsampling) gemäß

$$Down = \frac{f_{a-in}}{f_a} \quad (22)$$

in dem Abtastraten-Herabsetzer (Downsampler) 27 durchgeführt werden. Hinsichtlich einer Reduktion des Signalverarbeitungsaufwandes empfiehlt es sich, die Dezimation bereits im Analyse-Filter 26 zu integrieren, d.h. es werden nur die Ausgangs-Samples berechnet, die nach der Dezimation verwendet werden.

Nach dem Downsampling erfolgt bei externem Sinusgenerator 1 optional die Schätzung des Frequenzversatzes Δf mit nachfolgender Kompensation (siehe oben). Zur Vereinfachung wird für die nachfolgenden Betrachtungen angenommen, daß die Frequenz-Schätzeinrichtung 28 fehlerfrei schätzt und damit nach der Kompensation ebenso eine diskrete Spektrallinie bei der Frequenz Null vorliegt. Die Korrektur mit dem Korrekturfaktor $e^{-j\Delta\omega k \cdot T_a}$ erfolgt in dem Multiplizierer 29. Der Multiplexer 30 ermöglicht ein wahlweises Ein- und Ausschalten der Frequenzkorrektur.

Anschließend liegt die digitale Folge

$$r(k) = \underbrace{A \cdot e^{j\phi}}_{:=c} + n(k) \quad (23)$$

vor. Der Gleichanteil besitzt die Amplitude A und die Phase ϕ , welche durch den Phasenversatz zwischen dem Sinusgenerator 1 und dem lokalen Generator 22 verursacht wird. Für die nachfolgenden Berechnungen empfiehlt es sich, die komplexe Konstante c nach Gleichung (23) zu definieren. Die interessierende Leistung des Gleichanteils ergibt sich durch

$$P_{\text{sin}} = |c|^2 \quad (24)$$

Weiterhin besitzt das mit der Analyse-Bandbreite B_{analyse} bandbegrenzte Rauschen $n(k)$ des Meßobjekts 2 die mittlere Rauschleistung

$$P_{\text{noise}} = E\{|n(k)|^2\}$$

(25)

wobei $E\{\dots\}$ den Erwartungswert beschreibt.

- 5 Die nachfolgende Signalverarbeitung besitzt die Aufgabe, aus einem begrenzten Beobachtungsintervall von N Abtastwerten (Samples) die optimalen Schätzwerte \hat{P}_{\sin} und \hat{P}_{noise} zu bestimmen: Das Dach $\hat{}$ beschreibt generell Schätzwerte. Die Tilde $\tilde{}$ beschreibt generell einen Versuchssparameter.
- 10

Zuerst wird P_{\sin} durch Anwendung der Maximum-Likelihood-Theorie geschätzt. Hierbei wird der komplexe Gleichanteil c von Gleichung (23) geschätzt. Dies erfolgt durch Minimierung der Log-Likelihood-Funktion

15

$$L(\tilde{c}) = \sum_{k=1}^N |r(k) - \tilde{c}|^2 \quad (26)$$

Es ergibt sich als Schätzwert

20

$$\hat{c} = \underbrace{1/N \cdot \sum_{k=1}^N r(k)}_{:= AVG} \quad (27)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (27) in Gleichung (24) ergibt sich damit der gesuchte Schätzwert der Sinus-Leistung gemäß

25

$$\hat{P}_{\sin} = \frac{|\hat{c}|^2}{|AVG|^2} \quad (28)$$

Anschließend wird \hat{P}_{noise} geschätzt. Hierzu wird Gleichung (27) in Gleichung (26) eingesetzt. Es ergibt sich

30

$$L(\hat{c}) = \sum_{k=1}^N \left| r(k) - 1/N \cdot \sum_{k'=1}^N r(k') \right|^2 \quad (29)$$

Bekanntlich besitzt L eine Chi-Square-Verteilung mit dem Freiheitsgrad $2 \cdot (N-1)$. Der Faktor 2 tritt im Freiheitsgrad auf, weil die Abtastwerte (Samples) komplex sind. Folglich ist L vom Gleichanteil bereinigt und ist - abgesehen von einem Normierungsfaktor - der bestmögliche Schätzwert der gesuchten Rauschleistung P_{noise} . Damit ergibt sich der erwartungswerttreue Schätzwert der Rauschleistung durch

$$\hat{P}_{noise} = \frac{1}{N-1} \cdot L(\hat{c}) \quad (30)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (29) ergibt sich

$$\begin{aligned} \hat{P}_{noise} &= \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{k=1}^N \left| r(k) - 1/N \cdot \sum_{k'=1}^N r(k') \right|^2 \\ &= \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{k=1}^N |r(k)|^2 - \frac{2}{N-1} \cdot \underbrace{\text{Re} \left\{ 1/N \cdot \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N r(k) \cdot r^*(k') \right\}}_{1/N \cdot \left| \sum_{k=1}^N r(k) \right|^2} + \frac{1}{N-1} \cdot N/N^2 \cdot \left| \sum_{k=1}^N r(k) \right|^2 \end{aligned}$$

Durch Zusammenfassen des zweiten und dritten Terms ergibt sich

$$\hat{P}_{noise} = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{k=1}^N |r(k)|^2 - \frac{1}{N-1} \cdot 1/N \cdot \left| \sum_{k=1}^N r(k) \right|^2 \quad (31)$$

Für die Implementierung empfiehlt sich die Erweiterung mit N/N . Es ergibt sich

$$\boxed{\hat{P}_{noise} = \frac{N}{N-1} \cdot \left[\underbrace{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N |r(k)|^2}_{:= RMS^2} - \left| \underbrace{1/N \cdot \sum_{k=1}^N r(k)}_{:= AVG} \right|^2 \right]} \quad (32)$$

wobei RMS^2 die geschätzte Gesamt-Leistung und AVG der geschätzte komplexe Gleichanteil sind.

Die zugehörige Realisierung von Gleichung (28) und Gleichung (32) durch Komponenten der digitalen Signalverarbeitung wird in Fig. 11 gezeigt.

Die in Fig. 11 vorgeschlagene Partitionierung zwischen Hardware HW und in Software in einem Rechner PC besitzt den Vorteil, daß

- die RMS^2 - und AVG -Berechnung durch schnelle Hardware-Logik in Echtzeit berechnet werden kann. Folglich ist keine Zwischenspeicherung der Folge $r(k)$ notwendig, was

bei den i.a. verwendeten großen N -Werten aufwendig wäre.

- Die nachfolgende $|\dots|^2$ -Bildung sowie die Subtraktion und Multiplikation können in einem Rechner PC oder digitalen Signalprozessor DSP durchgeführt werden. Eine ressourcenintensive Hardware-Realisierung ist nicht sinnvoll, weil diese Berechnungen nur einmal innerhalb von N Abtastwerten (Samples) durchgeführt werden müssen und damit keine hohen Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit stellen.

In Fig. 11 ist das hieraus resultierende Blockschaltbild des Pegelmessers 3 dargestellt. An den Downsampler 27 bzw. den Multiplexer 30 schließt sich eine Sinus-Leistungspegel-Detektoreinrichtung 31 zum Erfassen des Sinus-Leistungspegels \hat{P}_{\sin} und eine Rausch-Leistungspegel-Detektoreinrichtung 32 zum davon getrennten Erfassen des Rausch-Leistungspegels \hat{P}_{noise} an.

Die Sinus-Leistungspegel-Detektoreinrichtung 31 besteht aus einem Mittelwertbildner 33, der den arithmetischen Mittelwert AVG von N Abtastwerten bildet. Dabei werden die N Abtastwerte aufaddiert und die Summe durch $1/N$ dividiert. Die Division kann auch entfallen, wenn die sich daraus ergebende Umnormierung bei dem Signal \hat{P}_{\sin} berücksichtigt wird. Der Betrag des arithmetischen Mittelwerts wird anschließend in einer Quadriereinrichtung 34 quadriert. Am Ausgang der Quadriereinrichtung 34 steht der Sinus-Leistungspegel \hat{P}_{\sin} zur Verfügung.

Die Rausch-Leistungspegel-Detektoreinrichtung 32 besteht aus einem quadratischen Mittelwertbildner 35. Dieser quadriert zunächst die Beträge der Abtastwerte und summiert dann N Abtastwerte auf. Die Summe wird dann durch die Anzahl N der Abtastwerte dividiert. Auch hier kann die Division durch N entfallen, wenn diese Umnormierung in dem Ausgangssignal \hat{P}_{noise} entsprechend berücksichtigt wird. Der Rausch-Leistungspegel \hat{P}_{noise} ergibt sich dadurch, daß in dem Subtrahierer 36 von dem quadratischen Mittelwert RMS^2 des

quadratischen Mittelwertbilders 35 der Sinus-Leistungspegel \hat{P}_{\sin} subtrahiert wird. In einem Multiplizierer kann noch der Korrekturfaktor $N/(N-1)$, der sich aus Gleichung (32) ergibt, korrigiert werden. Werden viele
 5 Abtastwerte N in die Mittelwertbildung einbezogen, so ist dieser Faktor näherungsweise 1 und diese Korrektur kann dann eventuell auch weggelassen werden.

Zur Beurteilung der notwendigen Beobachtungslänge N wird
 10 als Beispiel das 99%-Vertrauensintervall der Schätzung \hat{P}_{noise} angegeben. Bekanntlich ergibt sich das 99%-Vertrauensintervall von \hat{P}_{noise} durch

$$99\% \text{ confidential of } \hat{P}_{noise} = 10 \cdot \log_{10} \left(1 - 2,5758 \cdot \sqrt{\frac{1}{N-1}} \right) \text{ [dB]} \quad (33)$$

15

In Fig. 12 wird das 99%-Vertrauensintervall graphisch in Abhängigkeit von N gezeigt. Dies sei durch folgendes Beispiel verdeutlicht:

20 Bei einem Beobachtungsintervall von $N = 1,4 \cdot 10^5$ Samples ergibt sich nach Fig. 12 ein 99%-Vertrauensintervall von 0,1 dB. Das bedeutet, daß die geschätzte Rauschleistung \hat{P}_{noise} mit einer Wahrscheinlichkeit von 99% um weniger als $\pm 0,1$ dB von der tatsächlichen Rauschleistung P_{noise} abweicht.
 25 Verwendet man beispielsweise eine Meßbandbreite von $B_{analyse} = 1 \text{ MHz}$, ergibt sich nach Gleichung (21) eine Abtastperiode von $T_a = 1 \mu\text{s}$. Bei dieser Analyse-Bandbreite ergibt sich damit eine notwendige Beobachtungszeit von nur

$$\begin{aligned} T_{beob} &= N \cdot T_a \\ &= 1,4 \cdot 10^5 \cdot 1 \mu\text{s} \\ &= 0,14 \text{ s} \end{aligned}$$

30 Das Beispiel veranschaulicht die enorme Meßgenauigkeit bei hoher Meßgeschwindigkeit, was die Leistungsfähigkeit des Verfahrens deutlich macht.

Nachfolgend wird erläutert, wie die Rauschtemperatur T_{DUT}
 35 des Meßobjekts 2 aus dem so gewonnenen Sinus-Leistungspegel \hat{P}_{\sin} und Rausch-Leistungspegel \hat{P}_{noise} in einer

Auswerteeinrichtung 40, die ebenfalls Bestandteil eines Rechners PC oder eines digitalen Signalprozessors DSP sein kann, berechnet werden kann.

- 5 Zunächst wird eine Möglichkeit der Bestimmung der Rauschtemperatur T_{DUT} ohne vorhergehende Kalibrierung angegeben. Bei dieser Messung wird folgende Annahme getroffen.

10 Es wird das Eigenrauschen des Meßgerätes (Pegelmessers) 3 vernachlässigt, d.h. es wird angenommen bzw. vorausgesetzt, daß das Rauschen des Meßobjekts (DUTs) 2 sehr viel größer als das Rauschen des Meßgerätes 3 ist ($T_{DUT} \approx T_{GES}$). Dies ist immer der Fall, wenn die Verstärkung des Meßobjekts 2 ausreichend groß ist.

15

Mit den in Fig. 7 veranschaulichten Größen

	P_{Sin}	Pegel der Sinus-Referenzquelle 1
	$P_{MESS,Sin}$	gemessener Sinus-Pegel
20	$P_{MESS,Noise}$	gemessene Rauschleistung
	G_{DUT}	Verstärkung des Meßobjekts 2
	B_{DUT}	Bandbreite des Meßobjekts 2
	B_M	Bandbreite des Meßgerätes (Pegelmessers) 3
	G_M	Verstärkung des Meßgerätes (Pegelmessers) 3
25		(üblicherweise ≈ 1 ; entspricht der Pegelmeßgenauigkeit)

gilt:

$$30 \quad P_{MESS,Sin} = P_{Sin} \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) = P_{Sin} \cdot G_{ges} \quad (34)$$

$$P_{MESS,Noise} = k \cdot T_{ges} \cdot B_M \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) = k \cdot T_{ges} \cdot B_M \cdot G_{ges} \quad (35)$$

Damit ergibt sich:

$$35 \quad T_{ges} = \frac{P_{Sin}}{k \cdot B_M} \cdot \frac{P_{MESS,Noise}}{P_{MESS,Sin}} \approx T_{DUT} \quad (36)$$

$$G_{ges} = \frac{P_{MESS,Sin}}{P_{Sin}} \approx G_{DUT} \quad (37)$$

Die Bandbreite des Meßgerätes B_M muß genau bekannt sein. Dies ist aber bei modernen Meßgeräten kein Problem, da die Bandbreiten entweder rein digital erzeugt werden oder
5 kalibriert sind.

Nachfolgend wird eine genauere Bestimmung der Rauschtemperatur T_{DUT} des Meßobjekts 2 unter Berücksichtigung einer der Messung vorausgehenden Kalibrierung angegeben.
10

Mit den in Fig. 8 und Fig. 9 veranschaulichten Größen

	P_{Sin}	Pegel der Sinus-Referenzquelle 1
	$P_{CAL,Sin}$	gemessener Sinus-Pegel bei der Kalibrierung
15	$P_{MESS,Sin}$	gemessener Sinus-Pegel bei der Messung
	$P_{CAL,Noise}$	gemessene Rauschleistung bei der Kalibrierung
	$P_{MESS,Noise}$	gemessene Rauschleistung bei der Messung
	G_{DUT}	Verstärkung des Meßobjekts 2
	B_{DUT}	Bandbreite des Meßobjekts 2
20	G_M	Verstärkung des Meßgerätes (Pegelmessers) 3
	B_M	Bandbreite des Meßgerätes (Pegelmessers) 3

gilt:

$$25 \quad P_{CAL,Sin} = P_{Sin} \cdot G_M \quad (38)$$

$$P_{CAL,Noise} = k \cdot T_M \cdot B_M \cdot G_M \quad (39)$$

$$P_{MESS,Sin} = P_{Sin} \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) = P_{Sin} \cdot G_{ges} \quad (40)$$

$$P_{MESS,Noise} = k \cdot T_{ges} \cdot B_M \cdot (G_{DUT} \cdot G_M) = k \cdot T_{ges} \cdot B_M \cdot G_{ges} \quad (41)$$

30

Die Rauschleistung des Gesamtsystems läßt sich folgendermaßen darstellen:

$$P_{Noise,ges} = \underbrace{k \cdot B_M \cdot T_{ges} \cdot (G_{DUT} \cdot G_M)}_{\text{System}} = \underbrace{k \cdot B_M \cdot T_{DUT} \cdot (G_{DUT} \cdot G_M)}_{\text{Meßobjekt}} + \underbrace{k \cdot B_M \cdot T_M \cdot G_M}_{\text{Meßgerät}} \quad (42)$$

mit

$$T_{ges} = T_{DUT} + \frac{T_M}{G_{DUT}} \quad (43)$$

Mit den Formeln (38) bis (43) ergibt sich die Rausch-
 5 temperatur T_{DUT} und die Verstärkung G_{DUT} des Meßobjekts 2
 wie folgt:

$$T_{DUT} = \frac{P_{Sin}}{k \cdot B_M} \cdot \frac{(P_{Mess,Noise} - P_{CAL,Noise})}{P_{MESS,Sin}} \quad (44)$$

$$10 \quad G_{DUT} = \frac{P_{MESS,Sin}}{P_{CAL,Sin}} \quad (45)$$

Das erfindungsgemäße Verfahren bzw. die erfindungsgemäße
 Vorrichtung ermöglicht eine sehr genaue Messung sowohl der
 Rauschtemperatur als auch der Verstärkung des Meßobjekts.
 15 Ferner ist von Vorteil, daß die Rauschgrößen auch bei
 hoher Anregung des Meßobjekts gemessen werden können.
 Beispielsweise kann ein Verstärker im voll ausgesteuerten
 Zustand vermessen werden, was mit dem Verfahren nach dem
 Stand der Technik nicht möglich war.

20

Ansprüche

1. Verfahren zum Bestimmen einer Rauschgröße (T_{DUT}) eines elektronischen Meßobjekts (2) durch Einspeisen eines Sinussignals (S_{in}) in das Meßobjekt (2) und Messen eines zugehörigen Leistungspegels mittels eines Pegelmessers (3),
dadurch gekennzeichnet,
daß mittels des Pegelmessers (3) ein Sinus-Leistungspegel (\hat{P}_{sin}) und ein Rausch-Leistungspegel (\hat{P}_{noise}) getrennt erfaßt werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Pegelmesser (3) Abtastwerte des Ausgangssignals (S_{out}) des Meßobjekts (2) erfaßt und
daß der Sinus-Leistungspegel (\hat{P}_{sin}) durch arithmetische Mittelwertbildung (33) der Abtastwerte und anschließendes Quadrieren (34) des Betrags des arithmetischen Mittelwerts (AVG) der Abtastwerte gewonnen wird.
3. Verfahren nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Rausch-Leistungspegel durch arithmetische Mittelwertbildung (35) der Betrags-Quadrate der Abtastwerte und anschließende Subtraktion des Sinus-Leistungspegels (\hat{P}_{sin}) gewonnen wird.
4. Verfahren nach Anspruch 2 oder 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß vor der Mittelwertbildung (33, 35) eine Schätzung (28) und Korrektur (29) einer Abweichung der Frequenz des in das Meßobjekt (2) eingespeisten Sinussignals (S_{in}) von der Frequenz eines in dem Pegelmesser (3) vorhandenen lokalen Oszillators (22) erfolgt.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,

daß die Rauschgröße die Rauschtemperatur T_{DUT} ist und die Rauschtemperatur T_{DUT} des Meßobjekts (2) nach der Formel

$$T_{DUT} = \frac{P_{Sin}}{k \cdot B_M} \cdot \frac{P_{MESS,Noise}}{P_{MESS,Sin}}$$

5

bestimmt wird, wobei

P_{Sin} der Leistungspegel des Sinussignals am Eingang des Meßobjekts (2),

10 $P_{MESS,Sin}$ den mit dem Pegelmesser (3) gemessenen Sinus-Leistungspegel,

$P_{MESS,Noise}$ den mit dem Pegelmesser gemessenen Rausch-Leistungspegel,

k die Boltzmannkonstante und

B_M die Bandbreite des Pegelmessers (3)

15 bedeuten.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,

dadurch gekennzeichnet,

20 daß der Messung eine Kalibrierung vorausgeht, bei welcher das Sinussignal (S_{in}) mit gleichem Pegel wie bei der Messung jedoch ohne Zwischenschaltung des Meßobjekts (2) direkt in den Pegelmesser (3) eingespeist wird und daß die Rauschgröße die Rauschtemperatur T_{DUT} ist und die Rauschtemperatur T_{DUT} des Meßobjekts (2) nach der Formel

25

$$T_{DUT} = \frac{P_{Sin}}{k \cdot B_M} \cdot \frac{(P_{MESS,Noise} - P_{CAL,Noise})}{P_{MESS,Sin}}$$

bestimmt wird, wobei

30 P_{Sin} der Leistungspegel des Sinussignals am Eingang des Meßobjekts (2),

$P_{MESS,Sin}$ den mit dem Pegelmesser (3) bei Zwischenschaltung des Meßobjekts (2) gemessenen Sinus-Leistungspegel,

35 $P_{MESS,Noise}$ den mit dem Pegelmesser (3) bei Zwischenschaltung des Meßobjekts (2) gemessenen Rausch-Leistungspegel,

$P_{CAL,Noise}$ den mit dem Pegelmesser (3) ohne

Zwischenschaltung des Meßobjekts (2)
gemessenen Rausch-Leistungspegel,
 k die Boltzmannkonstante und
 B_M die Bandbreite des Pegelmessers (3)

5 bedeuten.

7. Vorrichtung zum Bestimmen einer Rauschgröße (T_{DUT})
eines elektronischen Meßobjekts (2) mit einer Sinus-
Signalquelle (1), die ein in das Meßobjekt (2)
10 einzuspeisendes Sinussignals (S_{in}) erzeugt, und einem
Pegelmesser (3) zum Messen eines Leistungspegels am
Ausgang des Meßobjekts (2),
dadurch gekennzeichnet,
daß der Pegelmesser (3) eine Sinus-Leistungspegel-
15 Detektoreinrichtung (31) zum Erfassen eines Sinus-
Leistungspegels (\hat{P}_{sin}) und eine Rausch-Leistungspegel-
Detektoreinrichtung (32) zum davon getrennten Erfassen
eines Rausch-Leistungspegels (\hat{P}_{noise}) aufweist.

20 8. Vorrichtung nach Anspruch 7,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Pegelmesser (3) Abtastwerte des Ausgangssignals
(S_{out}) des Meßobjekts (3) erfaßt und
daß die Sinus-Leistungspegel-Detektoreinrichtung (31) den
25 Sinus-Leistungspegel (\hat{P}_{sin}) durch arithmetische Mittelwert-
bildung (33) der Abtastwerte und anschließendes Quadrieren
(34) des Betrags des arithmetischen Mittelwerts (AVG) der
Abtastwerte bestimmt.

30 9. Vorrichtung nach Anspruch 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Rausch-Leistungspegel-Detektoreinrichtung (32) den
Rausch-Leistungspegel (\hat{P}_{noise}) durch arithmetische Mittel-
wertbildung (35) der Betrags-Quadrate der Abtastwerte und
35 anschließende Subtraktion (36) des Sinus-Leistungspegels
(\hat{P}_{sin}) bestimmt.

10. Vorrichtung nach Anspruch 8 oder 9,
dadurch gekennzeichnet,

daß der Pegelmesser (3)
 eine Frequenz-Schätzeinrichtung (28), die vor der
 Mittelwertbildung (33, 35) eine Schätzung einer Frequenz-
 Abweichung der Frequenz des in das Meßobjekt (2)
 5 eingespeisten Sinussignals (S_{in}) von der Frequenz eines in
 dem Pegelmesser (3) vorhandenen lokalen Oszillators (22)
 vornimmt, und
 eine Frequenzkorrektureinrichtung (29), welche die
 Frequenz-Abweichung korrigiert,
 10 aufweist.

11. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 10,
dadurch gekennzeichnet,
 daß die Rauschgröße die Rauschtemperatur T_{DUT} ist und eine
 15 Auswerteeinrichtung (40) die Rauschtemperatur T_{DUT} des
 Meßobjekts nach der Formel

$$T_{DUT} = \frac{P_{Sin}}{k \cdot B_M} \cdot \frac{P_{MESS,Noise}}{P_{MESS,Sin}}$$

20 bestimmt, wobei

P_{Sin} den Leistungspegel des Sinussignals am
 Eingang des Meßobjekts (2),
 $P_{MESS,Sin}$ den mit dem Pegelmesser (3) gemessenen
 Sinus-Leistungspegel,
 25 $P_{MESS,Noise}$ den mit dem Pegelmesser (3) gemessenen
 Rausch-Leistungspegel,
 k die Boltzmannkonstante und
 B_M die Bandbreite des Pegelmessers (3)
 bedeuten.

30

12. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 11,
dadurch gekennzeichnet,
 daß der Messung eine Kalibrierung vorausgeht, bei welcher
 das Sinussignal (S_{in}) mit gleichem Pegel wie bei der
 35 Messung jedoch ohne Zwischenschaltung des Meßobjekts (2)
 direkt in den Pegelmesser (3) eingespeist wird und

daß die Rauschgröße die Rauschtemperatur T_{DUT} ist und eine Auswerteeinrichtung (40) die Rauschtemperatur T_{DUT} des Meßobjekts nach der Formel

$$5 \quad T_{DUT} = \frac{P_{Sin}}{k \cdot B_M} \cdot \frac{(P_{MESS,Noise} - P_{CAL,Noise})}{P_{MESS,Sin}}$$

bestimmt, wobei

- | | | |
|----|------------------|--|
| | P_{Sin} | den Leistungspegel des Sinussignals am Eingang des Meßobjekts (2), |
| 10 | $P_{MESS,sin}$ | den mit dem Pegelmesser (3) bei Zwischenschaltung des Meßobjekts (2) gemessenen Sinus-Leistungspegel, |
| | $P_{MESS,Noise}$ | den mit dem Pegelmesser (3) bei Zwischenschaltung des Meßobjekts (2) gemessenen Rausch-Leistungspegel, |
| 15 | $P_{CAL,Noise}$ | den mit dem Pegelmesser ohne Zwischenschaltung des Meßobjekts gemessenen Rausch-Leistungspegel |
| | k | die Boltzmannkonstante und |
| 20 | B_M | die Bandbreite des Pegelmessers (3) |
- bedeuten.

Zusammenfassung

Eine Vorrichtung zum Bestimmen einer Rauschgröße (T_{DUT}) eines elektronischen Meßobjekts (2) umfaßt eine Sinus-Signalquelle (1), die ein in das Meßobjekt (2) einzuspeisendes Sinussignals (S_{in}) erzeugt, und einen Pegelmesser (3) zum Messen eines Leistungspegels an Ausgang des Meßobjekts (2). Erfindungsgemäß weist der Pegelmesser (3) eine Sinus-Leistungspegel-Detektoreinrichtung (31) zum Erfassen eines Sinus-Leistungspegels (\hat{P}_{sin}) und eine Rausch-Leistungspegel-Detektoreinrichtung (32) zum davon getrennten Erfassen eines Rausch-Leistungspegels (\hat{P}_{noise}) auf.

15

(Fig. 11)

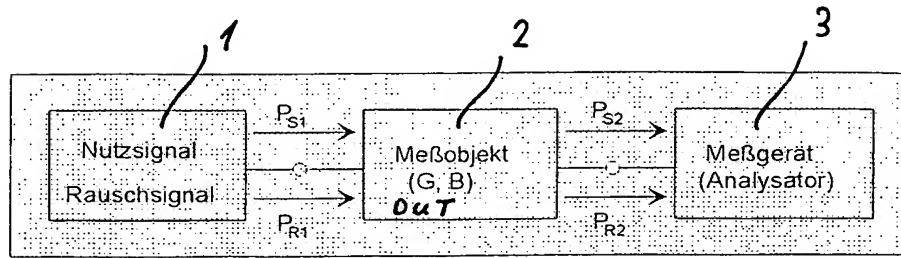


Fig. 1

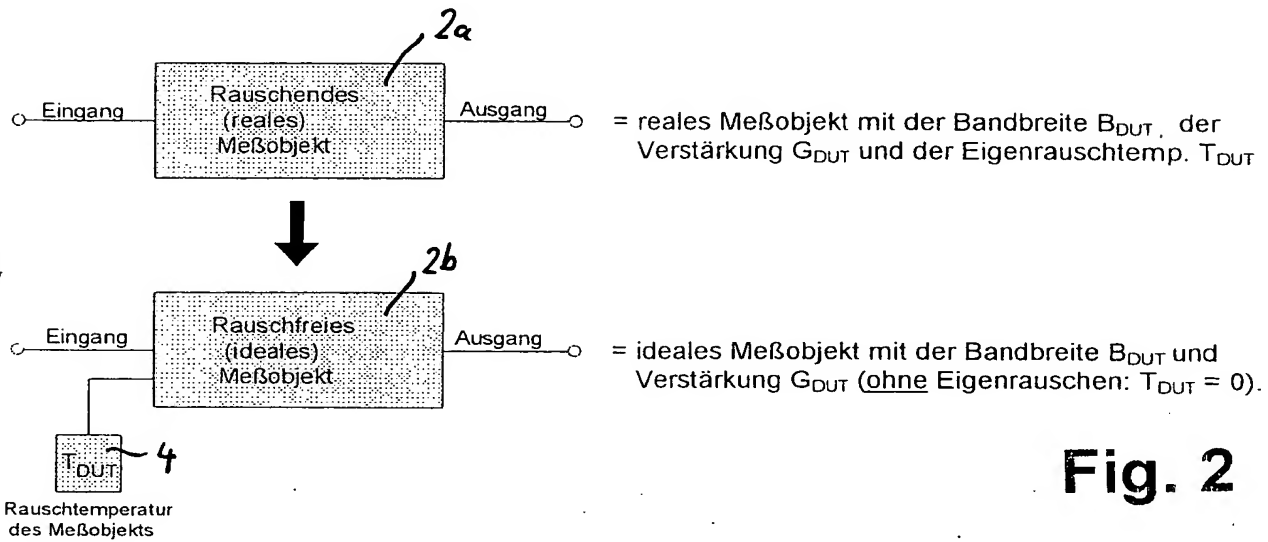


Fig. 2

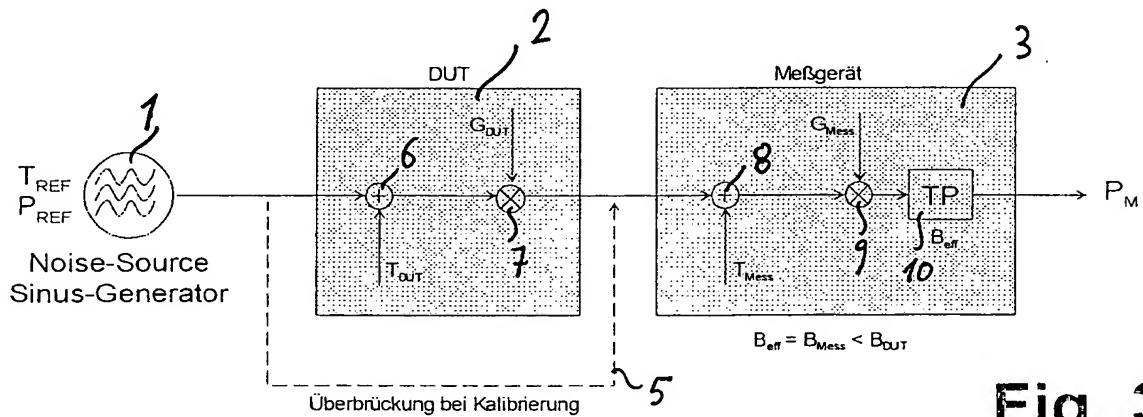


Fig. 3

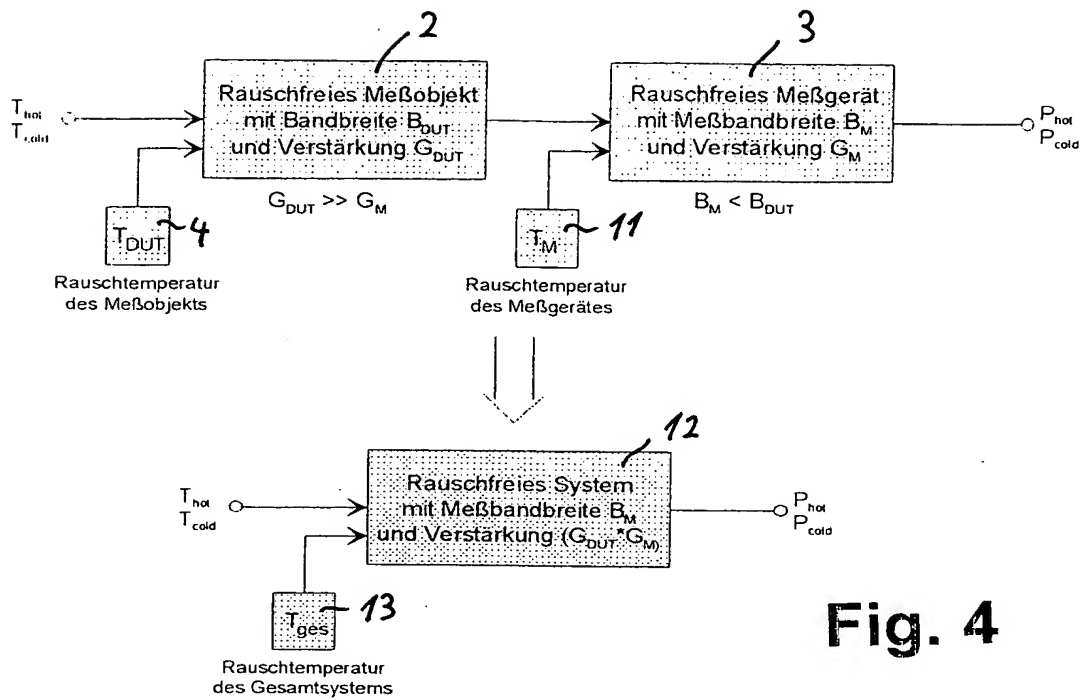


Fig. 4

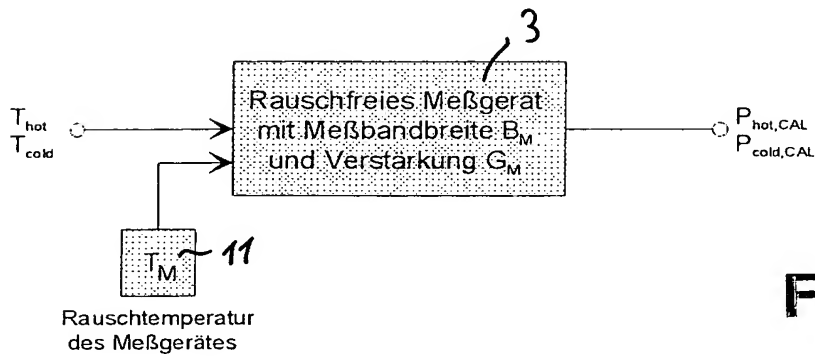


Fig. 5

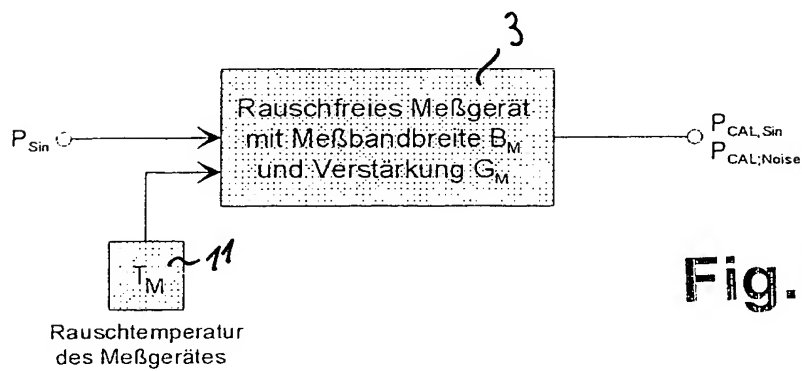


Fig. 8

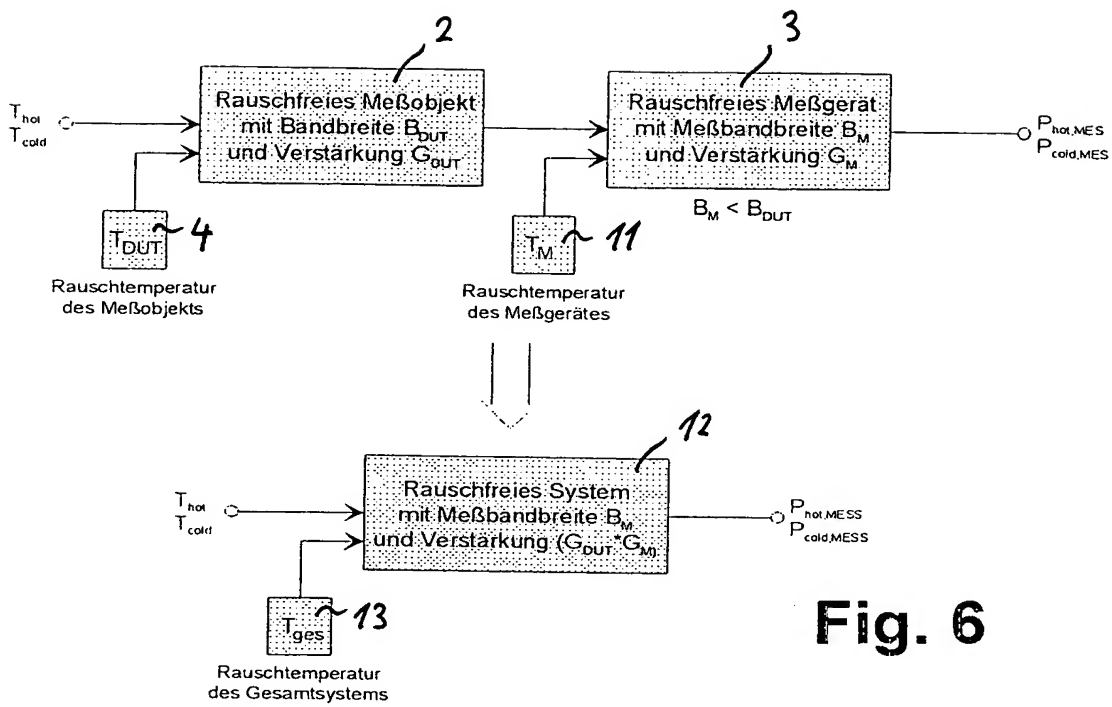


Fig. 6

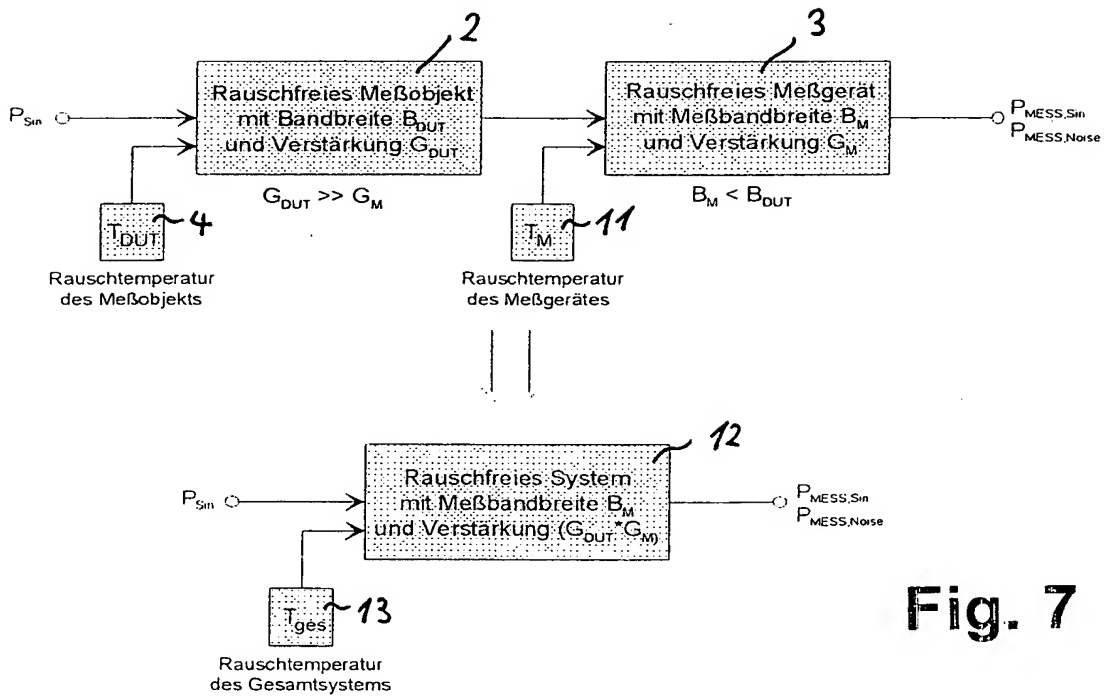


Fig. 7

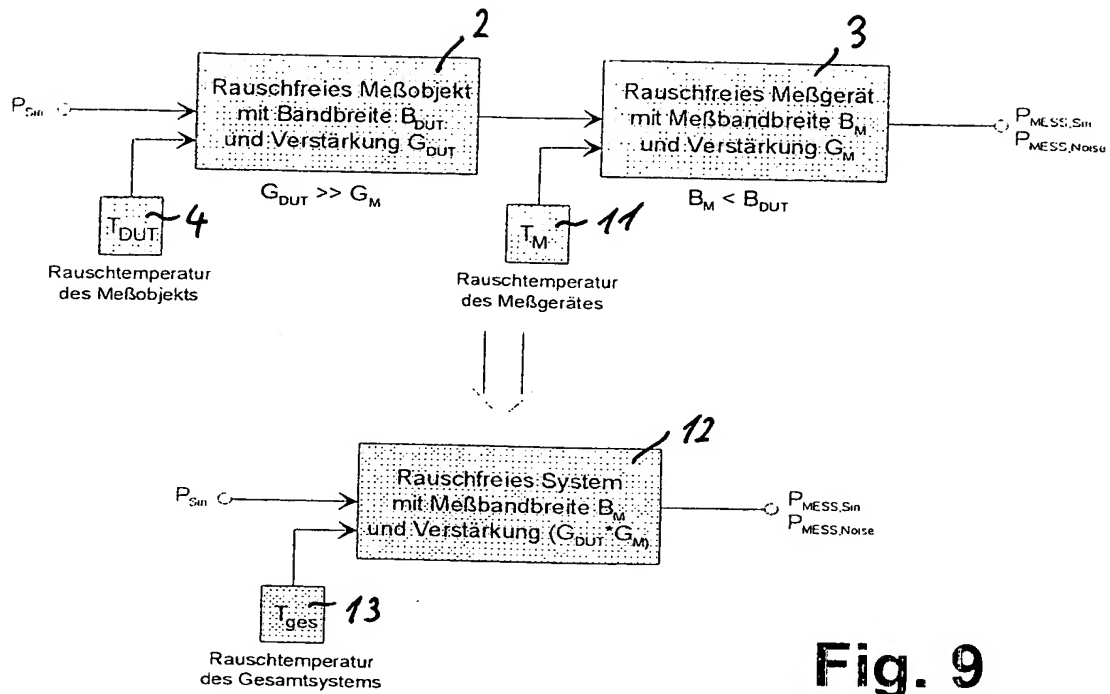


Fig. 9

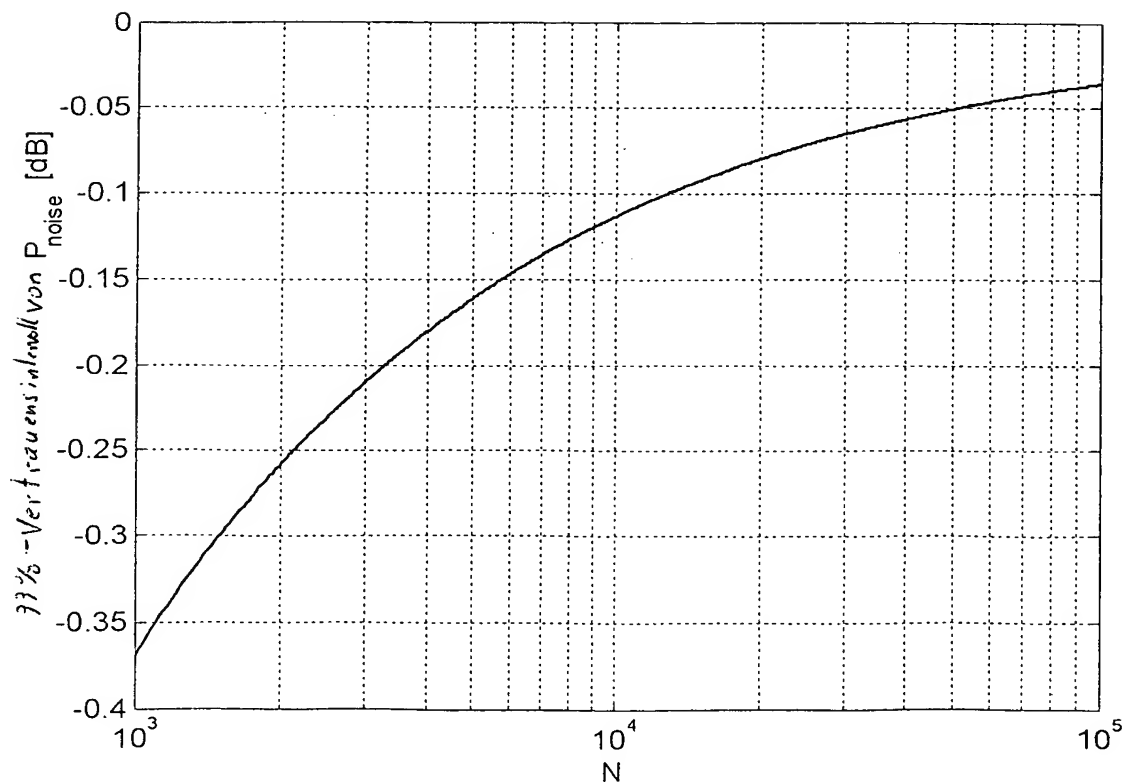


Fig. 12

